

(51) Int.Cl.	識別記号	F I	テマコード* (参考)
H 0 2 P 7/63	3 0 2	H 0 2 P 7/63	3 0 2 D 5 H 0 0 6
H 0 2 M 7/12		H 0 2 M 7/12	Q 5 H 0 0 7
7/217		7/217	5 H 5 7 6
7/48		7/48	F
7/5395		7/5395	

審査請求 未請求 請求項の数13 O L (全 27 頁)

(21) 出願番号 特願平10-271393

(22) 出願日 平成10年9月25日 (1998.9.25)

(71) 出願人 000008013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 発明者 篠本 洋介

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三

菱電機株式会社内

(72) 発明者 森 真人

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三

菱電機株式会社内

(74) 代理人 100082175

弁理士 高田 守 (外1名)

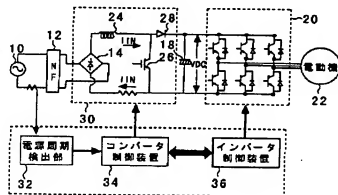
最終頁に続く

## (54) 【発明の名称】 電動機の駆動制御装置

## (57) 【要約】

【課題】 本発明は電動機の駆動制御装置に関し、電動機に対する電源リップルの影響を安価な構成で確実に抑制することを目的とする。

【解決手段】 交流電圧を直流電圧VDCに変換するコンバータ30と、直流電圧VDCの幅で振幅する駆動信号を電動機22に供給するインバータ20とを設ける。コンバータ30から出力される直流電圧VDCを、所定の電圧指令値に一致させるための電圧制御を繰り返し実行するコンバータ制御装置34を設ける。インバータ20から出力される駆動信号を直流電圧VDCを基礎として制御するための電圧制御を繰り返し実行するインバータ制御装置36を設ける。コンバータ制御装置34による電圧制御と前記インバータ制御装置36による電圧制御とを同期して実行させる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 交流電圧を直流電圧に変換するコンバータと、前記直流電圧の幅で振幅する駆動信号を電動機に供給するインバータとを備える電動機の駆動制御装置であって、

前記コンバータから出力される前記直流電圧を電圧指令値に一致させるための電圧制御を繰り返し実行するコンバータ制御装置と、

前記インバータから出力される駆動信号を前記直流電圧を基礎として制御するための電圧制御を繰り返し実行するインバータ制御装置とを備えると共に、

前記コンバータ制御装置による電圧制御と前記インバータ制御装置による電圧制御とが同期して行われることを特徴とする電動機の駆動制御装置。

【請求項 2】 前記インバータ制御装置による電圧制御は、前記コンバータ制御装置による電圧制御が開始された後、前記直流電圧が平均電圧となるのに要する所定時間が経過した時点で開始されることを特徴とする請求項 1 記載の電動機の駆動制御装置。

【請求項 3】 前記コンバータ制御装置は、前記電圧制御を電源電圧の変動周期と同期して繰り返し実行することを特徴とする請求項 1 または 2 記載の電動機の駆動制御装置。

【請求項 4】 交流電圧を直流電圧に変換するコンバータと、前記直流電圧の幅で振幅する駆動信号を電動機に供給するインバータとを、備える電動機の駆動制御装置であって、

前記直流電圧を電圧指令値に一致させるための電圧制御を電源電圧の変動周期と同期して繰り返し実行するコンバータ制御装置を備えることを特徴とする電動機の駆動制御装置。

【請求項 5】 前記インバータ制御装置が実行する電圧制御は、電動機に供給される駆動信号を所定のデューティ比とするデューティ制御であると共に、

前記コンバータ制御装置に供給される電圧指令値は、前記駆動信号のデューティ比が 100%未満となるように設定されることを特徴とする請求項 1乃至 4 の何れか 1 項記載の電動機の駆動制御装置。

【請求項 6】 前記インバータ制御装置が実行する電圧制御は、電動機に供給される駆動信号を所定のデューティ比とするデューティ制御であり、

前記コンバータ制御装置に供給される電圧指令値は、前記駆動信号のデューティ比が所定値となるように設定され、かつ、

前記所定値は、前記直流電圧に重畳するリップルを補正するうえで必要な裕度を 100%から減じた値であることを特徴とする請求項 1乃至 4 の何れか 1 項記載の電動機の駆動制御装置。

【請求項 7】 電源周期に起因して前記直流電圧に重畳する電圧リップルを相殺するためのリップル補正電圧を電

動機の負荷に基づいて演算するリップル補正部を備えると共に、

前記インバータ制御装置は、前記リップル補正値に基づいて、電源周期に起因する電圧リップルの影響が電動機に及ぶのを阻止するための補正を行うことを特徴とする請求項 1乃至 6 の何れか 1 項記載の電動機の駆動制御装置。

【請求項 8】 前記リップル補正部は、電動機の回転数と前記インバータの出力電圧とに基づいて電動機の負荷を検出することを特徴とする請求項 7 記載の電動機の駆動制御装置。

【請求項 9】 前記リップル補正部は、交流電源からコンバータに流入する入力電流に基づいて電動機の負荷を検出することを特徴とする請求項 7 記載の電動機の駆動制御装置。

【請求項 10】 前記リップル補正部は、コンバータから出力される前記直流電圧と電動機の回転数とに基づいて電動機の負荷を検出することを特徴とする請求項 7 記載の電動機の駆動制御装置。

【請求項 11】 前記インバータ制御装置の出力指令値が所定時間中に変動する場合に、その出力指令値が安定するように、前記コンバータ制御装置による電圧制御の制御ゲインを変更する制御ゲイン調整部を備えることを特徴とする請求項 1乃至 10 の何れか 1 項記載の電動機の駆動制御装置。

【請求項 12】 前記インバータ制御装置の出力指令値が所定時間中に変動する場合に、その出力指令値が安定するように、前記コンバータ制御装置の出力指令値に補正を施す制御出力値補正部を備えることを特徴とする請求項 1乃至 10 の何れか 1 項記載の電動機の駆動制御装置。

【請求項 13】 前記電動機は圧縮機の駆動源であることを特徴とする請求項 1乃至 12 の何れか 1 項記載の電動機の駆動制御装置。

## 【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は電動機の駆動制御装置に係り、特に、交流電圧を所定の直流電圧に変換するコンバータ制御装置と、電動機の回転数を所望の回転数に制御するインバータ制御装置とを有する電動機の駆動制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】図 24 は特開平 8-19259 号公報に開示される電動機の駆動制御装置の回路図を示す。図 24 において、10 は交流電源、12 はノイズフィルタ、14 はダイオードブリッジ、16 はアクティブフィルタ、18 は平滑コンデンサ、20 はインバータ、22 は電動機である。アクティブフィルタ 16 は、リアクトル 24、スイッチング素子 26 およびダイオード 28 を備えている。

【0003】インバータ20は、公知の3相のインバータであり、負荷として接続される電動機22を所望の回転数に制御する。アクティブフィルタ16は、公知の昇圧型コンバータであり、スイッチング素子26が制御されることにより、平滑コンデンサ18の両端に所望の直流電圧を出力し、かつ、交流電源10からアクティブフィルタに流れ込む入力電流をほぼ正弦波状に制御する。

【0004】上記従来の駆動制御装置は、スイッチング素子26のスイッチングに伴うスイッチング損失と、リアクタ24に流れるリップル電流とが共に少なくなるように、スイッチング素子26のスイッチング周波数を適宜変更する。スイッチング損失とリップル電流とは相反する関係にある。従来の駆動制御装置は、負荷量に応じてスイッチング周波数を変更することにより、スイッチング損失とリップル電流の双方を適当に抑制しようとするものである。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】図2に示すアクティブフィルタ16は、一般的に知られる昇圧型コンバータであり、スイッチング周波数を変更することによりリップル電流を低減しようとするものである。しかしながら、スイッチング素子26を1つだけ用いる回路構成では、特に平滑コンデンサ18の容量が少量である場合に電源周期に起因する電圧リップル、すなわち、電源電圧の周期的変化に起因する電圧リップルを効果的に除去することが困難である。また、直流電圧（平滑コンデンサ18の両端電圧）にリップルが重畳する場合に、昇圧コンバータにより直流電圧を所定電圧とするための制御が実行されると、直流電圧に、その制御に起因する電圧リップルが新たに発生する。

【0006】従来の駆動制御装置において、直流電圧にリップルが重畳している場合、平滑コンデンサ18に接続されたインバータ20にもリップルを持った直流電圧が入力される。この場合、インバータ20によって電圧リップルが補償されない限り、電動機22には電圧リップルに起因する回転ムラが生ずる。このよう回転ムラは、電動機22の騒音の原因となる。このため、通常は、直流電圧のリップルが電動機22に影響を与えないよう、インバータ20にて電圧リップルを補償する対策、或いは、平滑コンデンサ18に十分な容量を与えて電圧リップルの発生を抑制する等の対策が採られる。

【0007】ところで、インバータ20に供給される直流電圧には、上述の如く、電源周期に起因するリップルと、コンバータ（アクティブフィルタ16）の制御に起因するリップルとが重畳する。従って、電圧リップルの影響を精度良く排除するためには、インバータ20において、これら2つの電圧リップルを補償する制御を実行することが必要である。しかし、上記の要求を満たすためには、インバータ20において複雑な制御を行うことが必要である。このため、従来の駆動制御装置によって

は、電動機22に対する電圧リップルの影響を完全に排除することが現実的に困難であった。

【0008】本発明は、上記のような課題を解決するためになされたもので、電動機に対する電源リップルの影響を安価な構成で確実に抑制することのできる電動機の駆動制御装置を提供することを第1の目的とする。

【0009】

【課題を解決するための手段】請求項1記載の発明は、交流電圧を直流電圧に変換するコンバータと、前記直流電圧の幅で振幅する駆動信号を電動機に供給するインバータとを備える電動機の駆動制御装置であって、前記コンバータから出力される前記直流電圧を電圧指令値に一致させるための電圧制御を繰り返し実行するコンバータ制御装置と、前記インバータから出力される駆動信号を前記直流電圧を基礎として制御するための電圧制御を繰り返し実行するインバータ制御装置とを備えると共に、前記コンバータ制御装置による電圧制御と前記インバータ制御装置による電圧制御とが同期して行われることを特徴とするものである。

20 【0010】請求項2記載の発明は、請求項1記載の電動機の駆動制御装置であって、前記インバータ制御装置による電圧制御は、前記コンバータ制御装置による電圧制御が開始された後、前記直流電圧が平均電圧となるに要する所定時間を経過した時点で開始されることを特徴とするものである。

【0011】請求項3記載の発明は、請求項1または2記載の電動機の駆動制御装置であって、前記コンバータ制御装置は、前記電圧制御を電源電圧の変動周期と同期して繰り返し実行することを特徴とするものである。

30 【0012】請求項4記載の発明は、交流電圧を直流電圧に変換するコンバータと、前記直流電圧の幅で振幅する駆動信号を電動機に供給するインバータと、を備える電動機の駆動制御装置であって、前記直流電圧を電圧指令値に一致させるための電圧制御を電源電圧の変動周期と同期して繰り返し実行するコンバータ制御装置を備えることを特徴とするものである。

【0013】請求項5記載の発明は、請求項1乃至4の何れか1項記載の電動機の駆動制御装置であって、前記インバータ制御装置が実行する電圧制御は、電動機に供給される駆動信号を所定のデューティ比とするデューティ制御であると共に、前記コンバータ制御装置に供給される電圧指令値は、前記駆動信号のデューティ比が100%未満となるように設定されることを特徴とするものである。

40 【0014】請求項6記載の発明は、請求項1乃至4の何れか1項記載の電動機の駆動制御装置であって、前記インバータ制御装置が実行する電圧制御は、電動機に供給される駆動信号を所定のデューティ比とするデューティ制御であり、前記コンバータ制御装置に供給される電圧指令値は、前記駆動信号のデューティ比が所定値とな

るように設定され、かつ、前記所定値は、前記直流電圧に重畳するリップルを補正するうえで必要な裕度を100%から減じた値であることを特徴とするものである。

【0015】請求項7記載の発明は、請求項1乃至6の何れか1項記載の電動機の駆動制御装置であって、電源周期に起因して前記直流電圧に重畳する電圧リップルを相殺するためのリップル補正値を電動機の負荷に基づいて演算するリップル補正部を備えると共に、前記インバータ制御装置は、前記リップル補正値に基づいて、電源周期に起因する電圧リップルの影響が電動機に及ぶのを阻止するための補正を行うことを特徴とするものである。

【0016】請求項8記載の発明は、請求項7記載の電動機の駆動制御装置であって、前記リップル補正部は、電動機の回転数と前記インバータの出力電圧とに基づいて電動機の負荷を検出することを特徴とするものである。

【0017】請求項9記載の発明は、請求項7記載の電動機の駆動制御装置であって、前記リップル補正部は、交流電源からコンバータに流入する入力電流に基づいて電動機の負荷を検出することを特徴とするものである。

【0018】請求項10記載の発明は、請求項7記載の電動機の駆動制御装置であって、前記リップル補正部は、コンバータから出力される前記直流電圧と電動機の回転数とに基づいて電動機の負荷を検出することを特徴とするものである。

【0019】請求項11記載の発明は、請求項1乃至10の何れか1項記載の電動機の駆動制御装置であって、前記インバータ制御装置の出力指令値が所定時間中に変動する場合に、その出力指令値が安定するように、前記コンバータ制御装置による電圧制御の制御ゲインを変更する制御ゲイン調整部を備えることを特徴とするものである。

【0020】請求項12記載の発明は、請求項1乃至10の何れか1項記載の電動機の駆動制御装置であって、前記インバータ制御装置の出力指令値が所定時間中に変動する場合に、その出力指令値が安定する時間に、前記コンバータ制御装置の出力指令値に補正を施す制御出力値補正部を備えることを特徴とするものである。

【0021】請求項13記載の発明は、請求項1乃至12の何れか1項記載の電動機の駆動制御装置であって、前記電動機は圧縮機の駆動源であることを特徴とするものである。

【0022】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照してこの発明の実施の形態について説明する。尚、各国において共通する要素には、同一の符号を付して重複する説明を省略する。

【0023】実施の形態1. 図1は、本発明の実施の形態1の電動機の駆動制御装置の回路ブロック図を示す。

図1において、10は交流電源、12はノイズフィルタ、30はコンバータ、18は平滑コンデンサ、20はインバータ、22は電動機である。コンバータ30は、ダイオードブリッジ14、リアクトル24、スイッチング素子26および逆流防止用ダイオード28を備えている。また、図1において、32は電源電圧の変動周期を検出する電源周期検出部、34はコンバータ30を制御するコンバータ制御装置、36はインバータ20を制御するインバータ制御装置である。

【0024】電源周期検出部32は、電動機の駆動制御装置が一般的に備える電源電圧ゼロクロス検出回路により構成されている。ゼロクロス検出回路は、一般に電源周波数が50 [Hz] であるか、或いは60 [Hz] であるかを判別するために用いられる回路であり、例えば、電源電圧が0V近傍を通過する際にオン（或いはオフ）状態となるフォトカプラ等により簡単に実現することができる。ゼロクロス検出回路を用いることによれば、コストアップを伴うことなく電源周期検出部を実現することができる。電源周期検出部32の検出結果は、コンバータ制御装置34に供給されている。

【0025】図2は、コンバータ制御装置34のブロック図を示す。コンバータ制御装置34は、フィードバック制御部38を備えている。フィードバック制御部38は、直流電圧検出部40を備えている。直流電圧検出部40は、コンバータ30から出力される直流電圧、すなわち、平滑コンデンサ18の両端に現れる直流電圧VDCを検出する。直流電圧検出部40の検出結果（以下、「直流電圧検出値」と称す）は電圧P制御部42に供給される。

【0026】電圧P制御部42には、直流電圧検出値と共に、インバータ制御回路36から直流電圧指令値が供給されている。電圧P制御部42は、直流電圧検出値と、直流電圧指令値との偏差を演算し、その値を比例項演算部44および積分項演算部46に供給する。比例項演算部44および積分項演算部46は、それぞれ、フィードバック比例項Kv1およびフィードバック積分項Kv2/Sを演算する。フィードバック比例項Kv1およびフィードバック積分項Kv2/Sは、互いに加算された後掛け算部48に供給される。

【0027】掛け算部48には、Kv1とKv2/Sの加算結果と共に、正弦波生成部50から正弦波信号sin $\theta$ が供給されている。正弦波生成部50には、上述した電源周期検出部32から、電源電圧の周期に関する検出結果、具体的には、電源電圧が0Vとクロスする毎に発生されるゼロクロス信号が供給されている。正弦波生成部50は、そのゼロクロス信号に基づいて、電源電圧と同じ位相で変化する正弦波信号sin $\theta$ を生成し、その信号sin $\theta$ を掛け算部48に供給する。

【0028】掛け算部48は、Kv1とKv2/Sの加算結果と、正弦波信号sin $\theta$ とを掛け合わせることに、

電流指令値を演算する。上記の処理によれば、直流電圧 VDC と直流電圧指令値との偏差、および、電源電圧の位相の双方が反映された電流指令値を生成することができる。

【0029】掛け算部 48 によって生成される電流指令値は、電流 P I 制御部 52 に供給される。電流 P I 制御部 52 には、上記の電流指令値と共に、入力電流検出部 54 より、入力電流 I IN の検出値が供給されている。入力電流検出部 54 は、交流電源 10 から、ダイオードブリッジ 14 を通ってコンバータ 30 に流入する入力電流 I IN を検出する回路である。電流 P I 制御部 52 は、掛け算部 48 から供給される電流指令値と、入力電流 I IN の検出値との偏差を演算し、その値を比例項演算部 56 および積分項演算部 58 に供給する。比例項演算部 56 および積分項演算部 58 は、それぞれ、フィードバック比例項 K I I およびフィードバック積分項 K I 2 / S を演算する。

【0030】フィードバック比例項 K I I およびフィードバック積分項 K I 2 / S は、互に加算された後、PWM 出力値として T r 駆動部 60 に供給される。T r 駆動部 60 は、電流 P I 制御部 52 から供給される PWM 信号に応じたデューティ比を有する駆動信号をスイッチング素子 26 に供給する回路である。本実施形態において、スイッチング素子 26 は、上記の駆動信号により、すなわち、電流指令値と入力電流 I IN との偏差に応じたデューティ比を有する駆動信号により、両者の偏差が小さくなるように駆動される。

【0031】コンバータ制御装置 34 は、図 2 に示す如く、制御開始指令部 62 を備えている。制御開始指令部 62 は、コンバータ制御装置 34 のフィードバック制御部 38 に対して、所定のタイミングでフィードバック制御の開始を要求する。フィードバック制御部 38 は、制御開始指令部 62 から制御の開始が要求された後、速やかに、直流電圧 VDC の検出（直流電圧検出部 40）、電流指令値の演算（掛け算部 48）、入力電流 I IN の検出（入力電流検出部 54）、および、PWM 出力値の出力（電流 P I 制御部 52）等の処理を行う。このため、スイッチング素子 26 の制御パターンは、制御開始指令部 62 から制御開始指令が発せられる毎に変化する。また、制御開始指令部 62 は、電圧 P I 制御部 42 および電流 P I 制御部 52 を個別に動作開始させる指令を発することもできる。

【0032】本実施形態の駆動制御装置において、コンバータ制御装置 34 は、同期タイミング発生部 64 を備えている。同期タイミング発生部 64 は、制御開始指令部 62 から制御開始指令が発せられた後、所定のタイミングで同期信号を発生する。同期タイミング発生部 64 によって発せられた同期信号は、インバータ制御回路 36 に供給される。本実施形態の駆動制御装置は、上記の如く、コンバータ制御装置 34 が、フィードバック制御

を新たに開始する毎に、コンバータ制御装置 34 からインバータ制御装置 36 に対して同期信号が発せられる点に第 1 の特徴を有している。

【0033】図 3 は、インバータ制御装置 36 のブロック図を示す。インバータ制御装置 36 は、フィードバック制御部 66 を備えている。フィードバック制御部 66 は、直流電圧検出部 68、PWM 信号生成部 70、回転位置検出部 72、回転数検出部 76 および偏差検出部 78 を備えている。直流電圧検出部 68 は、平滑コンデンサ 18 の両端に現れる直流電圧 VDC を検出して、その値を PWM 信号生成部 70 に供給する。

【0034】回転位置検出部 72 は、電動機 22 の回転子の位置を検出して、その結果を回転数検出部 76 に供給する。回転数検出部 76 は、回転子の位置の変化に基づいて電動機 22 の回転数を検出し、その結果を偏差検出部 78 に供給する。偏差検出部 78 には、回転数検出部 76 から回転数の実測値が供給されていると共に、外部より、回転数の指令値が供給されている。偏差検出部 78 は、それらの偏差を検出して上述した PWM 信号生成部 70 に供給する。

【0035】PWM 信号生成部 70 は、偏差検出部 78 から供給される回転数偏差と、インバータ 20 に供給されている直流電圧 VDC の値とに基づいて、回転数偏差を小さくするうえで好適な PWM 信号を生成する。本実施形態において、電動機 22 は、3 相直流ブラシレスモータにより構成されている。従って、電動機 22 を駆動するためには、回転子位置検出部 72 より検出した回転子の位置に対応した通電すべき相に対して適切に駆動信号を供給することが必要である。PWM 信号生成部 70 は、直流電圧検出値と回転数偏差とを検知すると、上記の PWM 信号に応じたデューティ比を有する駆動信号が電動機 22 の適当な相に供給されるようにインバータ 20 を制御する。

【0036】PWM 信号生成部 70 によって生成される PWM 信号は、指令電圧生成部 80 にも供給される。指令電圧生成部 80 は、インバータ 20 に供給される直流電圧 VDC に対する指令電圧を、すなわち、コンバータ 30 から発せられる直流電圧 VDC に対する指令電圧を上記の PWM 信号に基づいて設定すると共に、設定した指令電圧を直流電圧指令値として上述したコンバータ制御装置 34 に供給する。

【0037】より具体的には、指令電圧生成部 80 は、PWM 信号生成部 70 によって生成される PWM 信号が所定値に比して低いデューティ比に対応するものである場合は、インバータ 20 に供給されている直流電圧 VDC が必要以上に高圧であると判断して、直流電圧指令値をより小さな値に更新する。また、指令電圧生成部 80 は、PWM 信号生成部 70 によって生成される PWM 信号が 100% を越えるデューティ比に対応するものである場合は、インバータ 20 に供給されている直流電圧 V

DCが不足していると判断して、直流電圧指令値をより大きな値に更新する。指令電圧生成部80によって上記の制御が実行されると、インバータ20から電動機22に供給される駆動信号のデューティ比を、常に大きな値に維持することができる。

【0038】インバータ制御装置36は、更に、制御開始指令部82を備えている。制御開始指令部82は、フィードバック制御部66に対して、所定のタイミングでフィードバック制御の開始を要求する。フィードバック制御部66は、制御開始指令部82から制御の開始が要求された後、速やかに、直流電圧VDCの検出(直流電圧検出部68)、および、PWM信号の生成(PWM信号生成部70)等の処理を行う。このため、インバータ20から電動機22に供給される駆動信号のパターンは、制御開始指令部82から制御開始指令が発せられる毎に変化する。

【0039】本実施形態の駆動制御装置において、インバータ制御装置36の制御開始指令部82には、コンバータ制御装置34の同期タイミング発生部64が発する同期信号が供給される。本実施形態の駆動制御装置は、その制御開始指令部82が、コンバータ制御装置34から発せられた同期信号を受けて、コンバータ制御装置36のフィードバック制御部66に制御開始指令を発する点に第2の特徴を有している。

【0040】次に、図1に示す駆動制御装置の動作について説明する。本実施形態の駆動制御装置において、コンバータ30は、力率の向上を目的として、交流電源10からコンバータ30に流れ込む入力電流I<sub>N</sub>をほぼ正弦波状とするための制御を実行する。上記の制御は、スイッチング素子26を適当に開閉させることにより実現される。

【0041】すなわち、本実施形態の駆動制御装置において、スイッチング素子26がオン状態とされると、ダイオードブリッジ14、リアクトル24、および、スイッチング素子26により交流電源1を短絡する閉回路が形成される。このため、スイッチング素子26がオン状態となると、リアクトル24に電流が流れて、リアクトル24にエネルギーが貯えられる。リアクトル24に電流が流れている状況下でスイッチング素子26がオフ状態とされると、リアクトル24は、その後電流を流し続けようとする。その結果、スイッチング素子26がオフされた後、ダイオードブリッジ14およびリアクトル24には電流が流通し続け、その電流が逆流防止ダイオード28を通過して平滑コンデンサ18に流入する。交流電源10からコンバータ30に流れ込む電流は、リアクトル24に貯えられているエネルギーが減少するとつれて減少する。

【0042】このため、交流電源10からコンバータ30に流れ込む電流量は、スイッチング素子26を適当に制御することにより、ほぼ正弦波状に増減させることが

できる。図4(A)および図4(B)は、それぞれ、ダイオードブリッジ14の出力端子間に発生する入力電圧の波形と、スイッチング素子26を適当に制御することによって実現される入力電流I<sub>N</sub>の波形とを示す。本実施形態の駆動制御装置によれば、図4(B)に示す入力電流の振幅を変化させることにより、直流電圧VDCを所望の値とすることができる。尚、上述したコンバータ30の動作は、公知の昇圧コンバータの一般的な動作である。

【0043】次に、インバータ20の動作を説明する。上述の如く、本実施形態において、電動機22には直流ブラシレスモータが用いられている。この場合、電動機22を回転させるためには、インバータ20側で、電動機22において通電すべき相と、電動機22に供給すべき電力とを制御することが必要である。直流ブラシレスモータの制御には、一般にPWM制御が用いられる。直流ブラシレスモータの回転数は駆動信号のデューティ比が高まることにより上昇し、そのデューティ比が下がることにより低下する。インバータ20およびインバータ制御装置36は、上記の特性を利用して電動機22の回転数を制御する。尚、上述した動作は、一般的に知られたブラシレスモータの駆動方法である。

【0044】図5は、インバータ20から電動機22の1相に出力される駆動信号の波形を示す。図5に示す如く、電動機22の駆動パターンには、一般にPWM期間とフル通電期間とが併せて設けられ、2相変調されている。2相変調はインバータ20におけるスイッチング回数を減少させてインバータ20の損失を低減させる公知の技術である。更に、電動機22、特にブラシレスモータを効率よく駆動するため、PWM期間において高いデューティ比を用い、電動機22での高周波損失を低減することによって高効率駆動を実現することができる。

【0045】上述の如く、本実施形態の駆動制御装置は、電動機22の回転数を制御する手法として、インバータ20から電動機22に供給する駆動信号のデューティ比を増減させる手法と、そのデューティ比が常に高い値に保持されるように、インバータ20に供給される直流電圧VDCの指令値を増減させる手法とを併せて採用している。このため、本実施形態の駆動制御装置によれば、電動機22に供給される駆動信号のデューティ比を高い値に保持して、効率良く電動機22の回転数を制御することができる。

【0046】しかしながら、電動機22に対してデューティ比の高い駆動信号が供給される場合、直流電圧VDCに重畳する電圧リップルの影響が、その駆動信号に大きく反映される。このため、電動機22に対してデューティ比の高い駆動信号を供給する場合には、直流電圧VDCのリップルに起因して、電動機22の回転ムラや、その回転ムラに起因する騒音が生じ易くなる。コンバータ30によれば、直流電圧VDCには、電源周期に起因する電圧リップルと、コンバータ30自身の制御に起因する電

圧リップルとが重畳する。このため、電動機 22 を、単にデューティ比の高い信号で駆動すると、それら 2 つのリップルのそれぞれに起因して、周期の異なる 2 つの騒音が発生してしまう。

【0047】そこで、本実施形態の駆動制御装置は、コンバータ制御装置 34 とインバータ制御装置 36 とを同期させることによりコンバータ 30 とインバータ 20 とを協調させて、コンバータ制御装置 34 の制御に起因する電圧リップルが、インバータ制御装置 36 の動作に影響するのを防止することとしている。以下、上述したリップルが発生する機構、および、本実施形態の駆動制御装置がそのリップルの影響を排除するために実行する処理の内容について説明する。

【0048】まず、コンバータ 30 の制御に起因して電圧リップルが発生する機構について説明する。上述の如く、コンバータ制御装置 34 は、電圧 P I 制御部 42 を備えている（図 2 参照）。電圧 P I 制御部 42 によれば、直流電圧 VDC と直流電圧指令値との偏差（以下、「電圧偏差」と称す）に対する比例項と積分項との和が電圧制御の制御出力とされる。この制御出力は、電圧偏差が常に 0 であれば安定した値を維持するが、電圧偏差を常に 0 に保持することは不可能である。このため、コンバータ制御装置 34 において、電圧制御部 42 から掛け算部 48 に供給される制御出力は、脈動を持った信号となる。

【0049】また、電圧偏差の基礎として検出される直流電圧 VDC には、図 6 に示す如く、電源周波数のリップル分が重畳している。このような直流電圧 VDC が、図 6 中に矢印で示すタイミング毎に検出されると、サイクル毎に検出される直流電圧 VDC の値に大きな脈動が生ずる。直流電流 VDC の検出値に生ずる脈動は、電圧偏差に反映され、更に、掛け算部 48 に供給される制御出力に反映される。掛け算部 48 に供給される制御出力の脈動は、コンバータ制御装置 34 の出力である PWM 出力値に反映される。また、PWM 出力値の脈動は、コンバータ 30 によって生成される直流電圧 VDC に反映される。直流電圧 VDC には、このようにしてコンバータ 30 の制御に起因する電圧リップルが重畳する。

【0050】上述した制御に起因する電圧リップルを極力小さくする方法としては、例えば、電源周波数によって発生する電圧リップル（図 6 に示す電圧リップル）を補正するようにコンバータ 30 を制御することが考えられる。すなわち、電源周波数に比して十分に速い速度で直流電圧 VDC を検出し、十分に速い速度で電圧制御を行うことによれば、制御に起因する電圧リップルを小さく抑制することができる。しかし、上記の制御を実現するためには、電圧制御の後段で実行される電流制御を、電圧制御以上の速度で行うことが必要である。電流制御は高速化しないと、電流が歪んで正弦波状の入力電流が得られなくなるからである。このため、上記の制御を実現

するためには、コンバータ制御装置 34 自身を非常に高速化することが必要となる。このようなコンバータ制御装置の高速化は、駆動制御装置のコストアップの原因となる。

【0051】次に、直流電圧 VDC に重畳する電圧リップルが、電動機 22 の回転ムラとなって騒音を引き起こす機構について説明する。インバータ制御装置 36 は直流電圧 VDC を検出し、直流電圧 VDC の変動に起因して電動機 22 の回転数が変化しないように、直流電圧 VDC に対してフィードバック制御を掛けている（図 3 参照）。インバータ制御装置 36 が、図 6 に示す如く、平均電圧は一定であってもリップルを持った電圧を検出する場合、直流電圧 VDC の検出時点によっては平均電圧が変動していると認識する事態が生じ得る。この場合、インバータ制御装置 12 は、電動機 22 の回転数を一定値に維持することを目的として、PWM 信号のデューティ比を変化させる。その結果、インバータ 20 から電動機 22 に供給される駆動信号の電力が不必要に変化して、電動機 22 に回転ムラが生じ、その回転ムラに起因する騒音が発生する。

【0052】次に、本実施形態の駆動制御装置が上記の回転ムラおよび騒音を防止する機構について説明する。コンバータ 30 の制御に起因する電圧リップルのピーク（上昇側および下降側の双方を含む）は、通常、コンバータ制御装置 34 がスイッチング素子 26 の駆動パターンを変化させる時点に現れる。スイッチング素子 26 の駆動パターンは、コンバータ制御装置 34 が各サイクルにおいて電圧制御を開始した直後に変化する。このため、コンバータ 30 の制御に起因する電圧リップルは、通常、コンバータ制御装置 34 が電圧制御を開始する時期にピークを有している。従って、インバータ制御装置 36 における電圧制御を、コンバータ制御装置 36 の電圧制御と同期させることによれば、コンバータ 30 の制御に起因する電圧リップルが、インバータ制御装置 36 によって検出される直流電圧 VDC に影響を与えるのを阻止することができる。

【0053】図 7（A）および図 7（B）は、それぞれ、コンバータ 30 の制御に起因する電圧リップルが重畳した直流電圧 VDC の波形、および、コンバータ制御装置 34 において電圧制御が開始されるタイミングを示す。また、図 7（C）は、本実施形態の駆動制御装置において、インバータ制御装置 36 が電圧制御を開始するタイミング、すなわち、直流電圧 VDC を検出するタイミングを示す。

【0054】図 7 に示すように、本実施形態においては、インバータ制御装置 36 が、リップルの影響を受けずに直流電圧 VDC の平均電圧値を検出することができるように、コンバータ制御装置 34 とインバータ制御装置 36 の電圧制御の開始タイミングの同期が図られている。具体的には、コンバータ制御装置 34 の内部では、

13  
各サイクルにおいて電圧制御を開始すべき時期に、制御開始指令部 6 2 からフィードバック制御部 3 8 および同期タイミング発生部 6 4 に対して制御開始指令が発せられる (図 2 参照)。同期タイミング発生部 6 4 は、制御開始指令を受けた後、所定時間の経過を待って同期信号を発生する。本実施形態において、上記の所定時間は、リップルの重畳している直流電圧 VDC が、ピーク値から平均電圧値となるまでに要する時間に設定されている。同期タイミング発生部 6 4 から発せられた同期信号は、インバータ制御装置 3 6 の制御開始指令部 8 2 に受信される (図 3 参照)。制御開始指令部 8 2 は、その同期信号を受信すると、即座にフィードバック制御部 6 6 内の電圧制御の開始を指示する。その結果、フィードバック制御部 6 6 では、リップルの重畳に関わらず、直流電圧 VDC の平均電圧に基づいた電圧制御が実行される。従って、インバータ制御装置 3 6 は、コンバータ 3 0 の制御に起因する電圧リップルの影響を受けることなく、電動機 2 2 に対して適正な駆動信号を供給することができる。

【0055】 上述の如く、本実施形態の駆動制御装置においては、コンバータ制御装置 3 4 とインバータ制御装置 3 6 とが、一定の時間差を空けて電圧制御を開始するように構成されている。上記の設定は、コンバータ 3 0 の制御によるリップルが、図 7 (A) に示す如く、その制御の 1 サイクル毎にピークを発生することを前提としたものである。電圧リップルのピークは、図 2 に示す制御ゲイン  $K_v 1$ 、 $K_v 2$  が比較的高い値である場合に 1 サイクル毎に生じ易い。一方、それらの制御ゲインが比較的小きな値である場合は、電圧リップルのピークが制御の 1 サイクル毎に生じないことがある。この場合、コンバータ制御装置 3 4 における電圧制御の開始時期と、インバータ制御装置 3 6 における電圧制御の開始時期との間に一定の時間差を設けても、インバータ制御装置 3 6 において直流電圧 VDC の平均電圧を検出することはできない。

【0056】 このような場合には、コンバータ制御装置 3 4 における電圧制御の開始時期とインバータ制御装置 3 6 における電圧制御の開始時期とを一致させると共に、インバータ制御装置 3 6 において、複数のサイクルで検出された直流電圧 VDC の平均値に基づいて PWM 信号を生成させることにより、電動機 2 2 の回転数制御を精度良く行うことができる。すなわち、上記の構成によれば、インバータ制御装置 3 6 は、電圧制御の開始時に、電圧リップルが上昇側或いは下降側のピークを示すタイミングで直流電圧 VDC 検出する。このようなタイミングで検出された複数の直流電圧 VDC を平均化することによれば、安定した検出値を得ることができる。従って、インバータ制御装置 3 6 がその平均値を基礎として PWM 信号を生成すると、直流電圧 VDC に重畳する電圧リップルの影響を受けることなく、電動機 2 2 の回転ム

ラおよび騒音を有効に抑制することができる。

【0057】 本実施形態の駆動制御装置において、コンバータ制御装置 3 4 とインバータ制御装置 3 6 とは、別個のマイクロコンピュータにより、或いは、単一のマイクロコンピュータや DSP 等により構成することができる。それらが 2 つのマイクロコンピュータで構成される場合は、それら 2 つのマイクロコンピュータを相互通信可能な通信線で接続し、それぞれのマイクロコンピュータに送信用と受信用のポートを 1 つずつ設けることにより、デジタル信号のエッジ等を利用して両者を同期させることができる。また、コンバータ制御装置 3 4 とインバータ制御装置 3 6 とが単一のマイクロコンピュータ等で構成される場合は、例えば、両者の機能に必要な処理が同一のサブルーチンで実行されるようにソフトウェアを構成することにより、或いは、コンバータ制御装置 3 4 の処理が終了した後にインバータ制御装置 3 6 の処理が開始されるようにソフトウェアを構成することにより、両者の電圧制御を同一時刻に始動させること、或いは、一定の時間差を空けて始動させることができる。

【0058】 上述の如く、本実施形態の駆動制御装置によれば、コンバータ制御装置 3 4 の電圧制御周期とインバータ制御装置 3 6 の電圧制御周期とを同期させて動作させることができる。このため、インバータ制御装置 3 6 によって検出される直流電圧 VDC の値を安定化させることより、電動機 2 2 に供給される駆動信号を安定化させることができる。従って、本実施形態の駆動制御装置によれば、安価な方で、電動機 2 2 の回転ムラを抑制し、かつ、騒音の低減を図ることができる。

【0059】 ところで、上記の実施形態においては、コンバータ 3 0 の電圧制御周期とインバータ 2 0 の電圧制御周期とを 1 : 1 に設定しているが、両者の電圧周期が同期していれば、その比は 1 : 1 に限られるものではなく、例えば、コンバータ 3 0 の制御サイクル 2 回に対してインバータ 2 0 の制御サイクルを 1 回とするような間引き制御運転を実施してもよい。

【0060】 実施の形態 2 次に、図 1 と共に図 8 より至図 12 を参照して、本発明の実施の形態 2 について説明する。図 8 は、本発明の実施の形態 2 の駆動制御装置が備えるコンバータ制御装置 3 4 のブロック図を示す。本実施形態の駆動制御装置は、上記図 1 に示すシステム構成において、コンバータ制御装置 3 4 に図 8 に示す構成を付与することにより実現される。図 8 に示すコンバータ制御装置 3 4 において、正弦波生成部 5 0 が生成する正弦波信号は、掛け算部 4 8 に供給されると共に、制御開始指令部 6 2 に供給されている。本実施形態の駆動制御装置は、制御開始指令部 6 2 が、正弦波信号に基づいて、電源電圧の変動周期と同期して制御開始指令を発する点に特徴を有している。

【0061】 図 9 は、電源周期に起因する電圧リップルの重畳した直流電圧 VDC の波形を示す。また、図 10



は、その直流電圧VDCと、コンバータ制御装置34において電圧制御が開始されるタイミングの一例を示す。図10に示す如く、コンバータ制御装置34の電圧制御が電源電圧の変動周期と異なった周期で実行される場合、コンバータ制御装置34によって検出される直流電圧VDCは電源周期に起因するリップルの影響を大きく受けたものとなる。コンバータ制御装置34においてこのような直流電圧VDCが検出されると、上述の如く、直流電圧VDCには、制御に起因する電圧リップルが新たに重畳する。

【0062】電源周期に起因して直流電圧VDCに重畳する電圧リップルの影響は、コンバータ制御装置34に、電源周期に比して十分に短い周期で電源制御を実行させることにより、制御に起因するリップルで相殺することができる。すなわち、直流電源VDCに、電源周期に起因して図11(A)に示すような電圧リップルが生じている場合に、図11(B)に示すタイミングでコンバータ制御装置34による電圧制御が実行されると、その制御に起因して図11(C)に示すような電圧リップルが生ずる。この場合、電源周期に起因するリップルと、制御に起因するリップルとが合成されることにより、図11(D)に示す如く、直流電圧VDCからはリップルの影響がほぼ排除される。尚、図11(B)に示す矢印は、コンバータ制御装置34によって要求される直流電圧VDCの変化方向を示す。また、それらの矢印の長さは、コンバータ制御装置34が要求する直流電圧VDCの値と、直流電圧VDCの基準値との差を示す。

【0063】しかしながら、電源周期に起因する電圧リップルを、上記の如く制御に起因する電圧リップルで相殺するためには、コンバータ制御装置34によって、非常に速い速度で電圧制御が実行されることが必要である。更に、コンバータ制御装置34は直流電圧VDCの制御と共に入力電流IINの制御も行っているが、電圧制御のみ高速化した場合、入力電流IINが適正に正弦波状に制御されない事態が生じかねない。このため、電流制御も併せて高速化の必要があり、電源周期に起因するリップルを制御に起因するリップルで相殺しようとする、コンバータ制御装置34の制御系が複雑となり、多大なコストアップにつながる。

【0064】そこで、本実施形態の駆動制御装置においては、電源の周期にコンバータ制御装置34の電圧制御周期を同期させることとして、電源周期に起因するリップルの影響を抑制することとしている。すなわち、コンバータ制御装置34が電源の周期と同期して電圧制御を実行(直流電圧VDCを検出)すると、図12に示すように、コンバータ制御装置34は、電源のリップルの影響を受けることなく直流電圧VDCを検出することができる。

【0065】本実施形態において、上述した同期とは、コンバータ制御装置34が直流電圧VDCを検出する時期

を、電源周期の電気角が所定値となる時期に固定することである。本実施形態においては、簡単な処理で両者の同期を確保するため、電源電圧がゼロ点と交差する時期と同期して、インバータ制御装置34に直流電圧VDCを検出させることとしている。すなわち、インバータ制御装置34の内部において、制御開始指令部62は、正弦波生成部50が検出する正弦波信号に基づいて(または電源周期検出部32から発せられる信号に基づいて)電源電圧とゼロ点との交差を検知すると、フィードバック制御部38に対して制御開始指令を発生する。フィードバック制御部38は、上記の制御開始指令を受けることにより直流電圧VDCの検出等の処理を開始する。その結果、電源電圧のゼロクロスと同期して、コンバータ制御装置34における電圧制御が実行される。

【0066】上記の如く、コンバータ制御装置34が電源周期に起因する電圧リップルの影響を受けることなく直流電圧VDCを検出することができると、電圧制御による制御出力が安定化し、その結果、コンバータ制御装置34の制御に起因する電圧リップルを低減することができる。従って、本実施形態の駆動制御装置によれば、コストアップを伴うことなく、また、制御の高速化を図ることなく、電動機22の回転ムラと騒音を安価な方策で抑制することができる。

【0067】ところで、上記の実施形態においては、実施の形態1の場合と同様に、コンバータ制御装置34とインバータ制御装置36とを同期させることとしているが、本発明はこれに限定されるものではなく、コンバータ制御装置34とインバータ制御装置36とは、別個独立のタイミングで動作させることとしてもよい。

【0068】実施の形態3。次に、図13乃至図15を参照して、本発明の実施の形態3について説明する。図13は本発明の実施の形態3の駆動制御装置のブロック図を示す。本実施形態の駆動制御装置は、図13に示す如く、リップル補正部84を備えている点に特徴を有している。リップル補正部84は、インバータ20から電動機22に供給される駆動信号が、電源周期に起因する電圧リップルの影響で駆動するのを防止するための装置である。実施の形態1の駆動制御装置は、コンバータ制御装置34の制御に起因する電圧リップルがインバータ20に与える影響を低減する機能を備える装置であり、実施の形態2の駆動制御装置は、電源周期に起因する電圧リップルがコンバータ30に与える影響を低減する機能を備える装置である。本実施形態の駆動制御装置は、電源周期に起因する電圧リップルがインバータ20に与える影響を低減する機能を、実施の形態1及び2の装置に付加したものである。

【0069】図14は、リップル補正部84のブロック図を示す。図14に示す如く、リップル補正部84は、負荷検出部86を備えている。負荷検出部86は、電動機22の負荷を検出するブロックである。電動機22の

負荷は、電動機22の回転数と電動機22の出力トルクとの乗算値として求めることができる。インバータ制御装置36は、電動機22の回転数制御を行っている。このため、本実施形態の駆動制御装置によれば、電動機22の回転数は容易に把握することができる。また、インバータ20から電動機22に供給される出力電圧は、電動機22の負荷に応じて増減する。このため、電動機22の出力トルクは、インバータ20から発生される出力電圧に基づいて推測することが可能である。本実施形態において、負荷検出部86は、電動機22の回転数とインバータ20の出力電圧とに基づいて電動機22の負荷を推測する。上記の構成によれば、コストアップを伴うことなく電動機22の負荷を検出することができる。

【0070】リップル補正部84は、補正パターン生成部88を備えている。補正パターン生成部88は、図15(B)に示す如く、電源周期に起因する電圧リップル(図15(A))の脈動を相殺する出力パターンを生成するブロックである。電源周期に起因して発生する電圧リップルは、平滑コンデンサ18の容量が変化しない限り電動機22の負荷に応じたパターンとなる。換言すると、電源周期に起因する電圧リップルのパターンは、電動機22の負荷に対してほぼ一義的に決定される。従って、その電圧リップルを相殺するための補正パターンも、電動機22の負荷に対して一義的に決定される。本実施形態において、補正パターン生成部88は、予め記憶している補正パターンテーブルと、負荷検出部86から供給される電動機22の負荷とに基づいて補正パターンを生成する。上記の処理によれば、電源周期に起因する電圧リップルを相殺するために必要な補正パターンを容易に生成することができる。

【0071】補正パターン生成部88には、同期タイミング発生部90から同期信号が供給される。同期タイミング発生部90は、電源周期検出部32から供給される信号に基づいて電源周期の変動周期と同期して同期信号を発生する。補正パターン生成部88は、上記の同期信号を受信した後、電源周期に起因する電圧リップルを相殺するための補正パターンを、その電圧リップルを相殺し得るタイミングでインバータ制御装置36に供給する。

【0072】本実施形態において、インバータ制御装置36は、PWM信号生成部70(図3参照)によって生成されたPWM信号を、リップル補正部84から供給される補正パターンに基づいて補正した後にインバータ20に供給する。具体的には、リップル補正部84から供給される補正パターンに従って、PWM信号を増減補正してインバータ20に供給する。

【0073】インバータ20に対して、上記の如く補正されたPWM信号が供給されると、電源リップルの影響で直流電圧VDCが低下する際に駆動信号のデューティ比が増加方向に補正され、また、その逆の場合にはデュー

ティ比が減少方向に補正される。その結果、電動機22は、直流電圧VDCの電源リップルに影響されることなく、安定した回転数を維持して動作する。従って、本実施形態の駆動制御装置によれば、安価な構成で、電動機22の回転ムラを防止し、また、電動機22の騒音を抑制することができる。

【0074】上述の如く、リップル補正部84によれば、新たな部品を追加することなくソフトウェアの改良だけで、電源周期に起因するインバータ20の出力の脈動を補償することができる。従って、本実施形態の駆動制御装置によれば、(1)電源周期に起因するインバータ20の出力の脈動を補償し、(2)電源周期に起因する直流電圧VDCの脈動をコンバータ制御装置34と電源周波数とを同期させることによって抑制し、更に、(3)コンバータ30の制御に起因する電圧リップルの影響をコンバータ制御装置34とインバータ制御装置36とを同期させることによって抑制する構成を安価に実現することができる。

【0075】ところで、上記の実施形態においては、コンバータ制御装置34とインバータ制御装置36とを同期させることとしているが、コンバータ制御装置34を電源に同期させることによれば、コンバータ30の制御に起因する電圧リップルはある程度抑制することができる。このため、コンバータ30の制御に起因するリップルは電源とコンバータを同期させることによって抑制し、電源周期に起因するリップルはリップル補正部84で抑制するだけの簡易な方式で騒音対策することとしても良い。このように、コンバータ制御装置34を電源に同期させただけで、インバータ20とコンバータ30とを同期させない構成によれば、それらが2つのマイクロコンピュータで構成される場合に、両者間に通信を確保する必要がなく、安価に構成することが可能になる。但し、インバータ制御装置34とコンバータ制御装置36とを同期させておいた方が、リップルの影響が電動機22に伝わるのを防止するうえでは有利である。

【0076】更に、コンバータ制御装置34とインバータ制御装置36とを同期させることによりコンバータ30の制御に起因するリップルを抑制し、電源周期に起因するリップルをリップル補正部84により抑制する構成としても騒音対策を実現することは可能である。上記の構成によれば、コンバータ制御装置34を電源に同期させるための処理が不要となり、リップル補正部84による補正を更に高精度に行うことが可能となる。但し、この場合においても、リップルの影響が電動機22に伝わるのを防止するうえでは、コンバータ制御装置34を電源と同期させておいた方が有利である。

【0077】ところで、上記の実施形態において、コンバータ制御装置34は、入力電流IINを正弦波状に制御するために、交流電源10からの入力電流INを検出している(図2参照)。コンバータ制御装置34に対

する入力電力は、その電流 $I_{IN}$ と、電源電圧とに基づいて推測することができる。従って、電動機22の負荷は、入力電流 $I_{IN}$ から推測することも可能である。図16は、リップル補正装置36が、入力電流 $I_{IN}$ に基づいて電動機22の負荷を検出する場合の回路ブロック図を示す。

【0078】更に、コンバータ30とインバータ20との組合せで構成された電動機22の駆動制御装置では、直流電圧 $V_{DC}$ が、電動機22の駆動に必要な最小の電圧、すなわち、電動機22が所望のトルクを発生するうえで必要とする最小の電圧に制御される。従って、電動機22のトルクは、直流電圧 $V_{DC}$ からも推測することができる。図17は、リップル補正部84が、上記の手法で電動機22の負荷を推測する場合の回路ブロック図を示す。

【0079】実施の形態4。次に、図18を参照して、本発明の実施の形態4について説明する。図18は、本発明の実施の形態4の駆動制御装置のブロック図を示す。図18に示す如く、本実施形態の駆動制御装置は、制御ゲイン調整部92を備えている。制御ゲイン調整部92は、インバータ制御装置36の制御出力が予め設定されている一定時間内に変動する場合に、コンバータ制御装置34の制御ゲインを調整するブロックである。

【0080】インバータ20の出力電圧は、実施の形態1乃至3の駆動制御装置においても変動することがある。本実施形態の駆動制御装置は、このような場合に、電圧 $P$ 制御部42（図4参照）で用いられる比例項のゲイン $K_{VI}$ および積分項のゲイン $K_{V2}$ の定数を変更する。具体的には、インバータ制御装置36は、予め設定されている一定時間の間、インバータ20に対する制御出力指令値（PWM信号）が継続的に変動していた場合に、制御ゲイン調整部92に対してゲイン変更指示を出力する。上記の指示が出力されると、制御ゲイン調整部92およびコンバータ制御装置34は、制御ゲイン $K_{VI}$ 、 $K_{V2}$ を変更するための処理を行う。

【0081】本実施形態の駆動制御装置において、変更する制御ゲインはコンバータ制御装置34の電圧 $P$ 制御部42ゲインのみに限定されている。コンバータ制御装置34において、電流 $P$ 制御部52のゲインが高すぎると入力電流 $I_{IN}$ に発振が生ずる等の不都合が生ずる。一方、そのゲインが低すぎると入力電流 $I_{IN}$ を適正に正弦波状に制御することが困難となる。これに対して、電圧 $P$ 制御部42で用いられるゲインについては、その値が高すぎ、或いは、低すぎても、制御に起因するリップルの周期が早く或いは遅くなるだけで実質的な問題は生じない。このため、本実施形態においては、電流制御に用いられるゲインを変更の対象から除外し、電圧制御に用いられるゲインのみを変更の対象としてい

る。

【0082】電圧制御に用いられる比例項は、直流電圧 $V_{DC}$ の変動に対する制御の応答速度に大きな影響を与える。従って、比例項のゲイン $K_{VI}$ が大きすぎると僅かな電圧偏差に対して大きな制御出力が生成され、コンバータ制御装置34の制御に起因して、大きな電圧リップルが生じ易くなる。このため、本実施形態の駆動制御装置において、制御ゲイン調整部92は、比例項の制御ゲイン $K_{VI}$ が不当に大きな値とならないように動作する。

【0083】制御ゲイン調整部92は、具体的には、インバータ制御装置36において、出力指令値（PWM信号）が速い周期で変動する場合は、比例項のゲイン $K_{VI}$ を小さな値とするように動作し、また、インバータ制御装置36において、出力指令値がゆっくりとした周期で変動する場合は積分項のゲイン $K_{V2}$ を大きな値とするように動作する。本実施形態の駆動制御装置の如く、制御ゲイン調整部92を付加することによれば、制御の周期を同期させるだけで取り除くことのできる電圧リップルに起因する電動機22の回転ムラを更に小さくして、より効果的に電動機22を低騒音化することができる。

【0084】尚、上記の実施形態においては、インバータ制御装置36から出力されるPWM信号が前記請求項1記載の「出力指令値」に相当している。

【0085】実施の形態5。次に、図19および図20を参照して、本発明の実施の形態5について説明する。図19は、本発明の実施の形態5の駆動制御装置のブロック図を示す。図19に示す如く、本実施形態の駆動制御装置は、制御出力値補正部94を備えている。制御出力値補正部94は、コンバータ30から出力される直流電圧 $V_{DC}$ を安定化させるために、コンバータ制御装置34の制御出力に対して補正を加えるブロックである。

【0086】図20は、本実施形態の駆動制御装置が備えるコンバータ制御装置34の、電圧 $P$ 制御部42の周辺を抜き出して表した図を示す。図20に示す如く、本実施形態の駆動制御装置において、電圧 $P$ 制御部42では、直流電圧指令値（インバータ制御装置36により発生される指令値）と、直流電圧検出値（ $V_{DC}$ ）とが比較される前に、直流電圧指令値に補正値が加算される。このような $P$ 制御によれば、直流電圧 $V_{DC}$ 、インバータ制御装置36の要求値と異なる値に安定させるための処理が実行される。

【0087】コンバータ30に、インバータ20の出力電圧に重畳するリップルを相殺するような電圧を出力させることができれば、インバータ制御装置36およびリップル補正部84によって電圧リップルを完全に除去することができなくても、電動機22の回転ムラを効果的に抑制することができる。本実施形態の駆動制御装置において、制御出力値補正部94は、直流電圧 $V_{DC}$ に重畳する電圧リップルが小さくなるように、コンバータ制

御装置 34 の電圧 P1 制御部 42 に補正値を入力する。この場合、電圧リップルが 2 次的に補正されることとなり、インバータ 20 から出力される電圧のリップルが抑制されて電動機 22 を安定に駆動することが可能となる。

【0088】上述の如く、本実施形態の駆動制御装置によれば、制御出力値補正部 94 を付加することにより、完全なリップル補正部 84 を構成することなく、電動機 22 を安定に駆動することが可能となる。このため、本実施形態の駆動制御装置によれば、電動機 22 の回転ムラを抑制し、電動機 22 の騒音を十分に抑制する機能を安価に実現することができる。

【0089】ところで、上記の実施形態においては、制御補正値補正部 94 から出力される補正値を、直流電圧指令値に加算することとしているが、補正値を加える対象はこれに限定されるものではない。すなわち、補正値は、掛け算器 48 に入力される直前に電圧 P1 制御部 42 の制御出力に加えることも良く、更に、掛け算器 48 から出力された出力値に加えることもしても良い。尚、上記の実施形態において、直流電圧指令値に補正値を加える構成としたのは、制御ブロックの最前段で補正値を加えるのが最も容易であるためである。

【0090】制御出力値補正部 94 により補正値を加えて電圧リップルを補正する場合は、コンパタ制御装置 34 によつて制御される入力電流 I<sub>IN</sub> に歪みが生ずることがある。このため、制御出力値補正部 94 による補正は、リップル補正部 84 を補助する程度に用いることが適切である。このような構成とすることにより、制御出力値補正部 94 を単独で用いる場合に比して、低コストで所望の補正機能を得ることができる。

【0091】尚、上記の実施形態においては、インバータ制御装置 36 から出力される PWM 信号が前記請求項 12 記載の「インバータ制御装置の出力指令値」に相当してと共に、コンパタ制御装置 34 から出力される PWM 出力値が前記請求項 12 記載の「コンパタ制御装置の出力指令値」に相当している。

【0092】実施の形態 6。次に、図 21 乃至図 23 を参照して、本発明の実施の形態 6 について説明する。図 21 は、本発明の実施の形態 6 の駆動制御装置の回路ブロック図を示す。本実施形態の駆動制御装置は、図 13 に示す回路ブロックを圧縮機 96 の駆動用に適用変更したものである。圧縮機 96 は、例えば、ルームエアコンや冷蔵庫などに用いられるものであり、直流ブラシレスモータを備えている。

【0093】直流ブラシレスモータを駆動するためには、上述の如く、回転子位置に応じた相に対して通電を行う必要がある。インバータ制御装置 36 は、回転子位置検出部 72（図 3 参照）において回転子の位置を検出し、その検出値に基づいて通電する相を決定する。圧縮機の内部は高温高压であるため、そのような環境に適

した位置検出センサは存在しない。このため、回転子位置検出部は、DC ブラシレスモータの誘起電圧を検出するなど、位置センサ無しで位置を検出する方式を取り入れている。このような検出方式としては、例えば、電動機の端子電圧とインバータ仮想中性点とを比較する方式が一般的に用いられている。

【0094】本実施形態の駆動制御装置において、コンパタ制御装置 34 とインバータ制御装置 36 との間では、通常運転中は、互いの制御を同期させるための信号等が授受される。また、例えば、コンパタ制御装置 34 の内部で過電流や過電圧等が生じた場合には、コンパタ制御装置 34 とインバータ制御装置 36 との間で保護動作の状況を示す信号等が授受される。

【0095】本実施形態の駆動制御装置において、インバータ 20 から圧縮機 96 へ供給する駆動信号のデューティ比が最大値、すなわち、100% とされると、その駆動信号の波形は図 22 に示すようになる。このような波形がインバータ 20 から圧縮機 96 に供給される状況下では、上述の如く、電源周りに起因する電圧リップルにより、圧縮機 96 の直流ブラシレスモータから騒音が生じ易い。

【0096】本実施形態の駆動制御装置は、圧縮機 96 の直流ブラシレスモータを高効率に駆動しながら、インバータ制御装置 36 が備えるリップル補正部 84 の機能を利用して、安価に、有効な騒音対策を実現することができる。ところで、リップル補正部 84 の機能を利用するためには、駆動信号のデューティ比に変動の余地が残されていることが必要である。このため、本実施形態の駆動装置は、例えば、デューティ比を常時 95% 近傍に維持しつつ圧縮機 96 の駆動制御を行う。この場合、圧縮機 96 に供給される駆動信号の波形は図 23 に示すようになる。

【0097】また、本実施形態の駆動制御装置において、圧縮機 96 の回転数や負荷周の制御は、コンパタ 30 で直流電圧 V<sub>DC</sub> を制御し、圧縮機 96 の直流ブラシレスモータに印加される電圧を変化させることにより行われる。こうすることによって直流ブラシレスモータへの印加電圧には、常にほぼ 5% の余裕が発生する。その結果、リップル補正部 84 を有効に活用することが可能となる。このように、本実施形態の駆動制御装置によれば、圧縮機 96 に供給する駆動信号にリップル補正部 84 を活用するために必要デューティ比の裕度を付与すると共に、その裕度を差引いたデューティ比と整合する直流電圧 V<sub>DC</sub> が生ずるようにコンパタ 30 を制御することにより、安価な構成で有効な騒音対策を実現しつつ、圧縮機 96 を高い効率で駆動する機能を実現することができる。

【0098】ところで、上記の実施形態においては、駆動信号のデューティ比を仮に 95% としたとが、インバータ 20 におけるリップル補正の裕度が 5% 以上必要であ

る場合は、その値を95%より小さな値としてもよい。

【0099】また、上記の実施形態においては、駆動制御装置によって駆動する対象を圧縮機96としているが、駆動の対象はこれに限定されるものではない。すなわち、本発明の技術は、直流ブラシレスモータを採用している全ての製品に適用することが可能であり、例えば、エレベータなどの産業機器にも展開することができる。

【0100】更に、上記の実施形態においては、リップル補正部84だけを用いて電圧リップルの抑制を図ることとしているが、リップル補正部84と共に制御ゲイン調整部92、或いは、制御出力値補正部94等を用いることとしてもよい。

#### 【0101】

【発明の効果】この発明は以上説明したように構成されているので、以下に示すような効果を奏する。請求項1記載の発明によれば、コンバータ制御装置による電圧制御の周期とインバータ制御装置による電圧制御の周期とを同期させることができる。両者の電圧制御が同期して行われると、コンバータ制御装置の電圧制御に起因する電圧リップルが直流電圧に重畳している場合でも、インバータ制御装置は、その電圧リップルの影響を受けることなく直流電圧を適正に検出することができる。このため、本発明によれば、コンバータ制御装置の制御に起因する電圧リップルが電動機の制御に与える影響を抑制して、安価な方策により、電動機の回転ムラおよび騒音を有効に抑制することができる。

【0102】請求項2記載の発明によれば、インバータ制御装置に、直流電圧の平均電圧を検出させることができる。このため、本発明によれば、コンバータ制御装置の制御に起因する電圧リップルに関わらず、電動機を精度良く制御することができる。

【0103】請求項3または4記載の発明によれば、コンバータ制御装置による電圧制御と電源電圧の変動周期とを同期させることができる。それらの周期が同期していると、直流電圧に電源周期に起因する電圧リップルが重畳している場合でも、コンバータ制御装置は、その電圧リップルの影響を受けることなく直流電圧を適正に検出することができる。また、本発明によれば、コストアップおよび制御の高速化を伴うことなく、コンバータ制御装置の制御周期と電源電圧の変動周期とに起因する2つのピークを1つのピークにまとめることができる。このため、本発明によれば、安価な方策により、電動機の回転ムラおよび騒音を有効に抑制することができる。

【0104】請求項5または6記載の発明によれば、電動機に供給される駆動信号をデューティ制御することにより、電動機の駆動状態を精度良く制御することができる。また、本発明によれば、その駆動信号のデューティ比が100%未満の適当な値となるように、コンバータ制御装置によって直流電圧が適当に制御される。その結

果、駆動信号のデューティ比に、直流電圧のリップル分を補正するために必要な裕度を与えられる。従って、本発明によれば、直流電圧に重畳するリップルの影響が電動機の動作状態に及ぶのを阻止するうえで好適な状態を実現することができる。

【0105】請求項7記載の発明によれば、リップル補正部を追加することによって、電源周期に起因する電圧リップルの影響を更に抑制することができる。リップル補正部は、ソフトウェアの変更のみで実現することができるため、本発明は、コストアップを伴うことなく実現することが可能である。

【0106】請求項8乃至10記載の発明によれば、それぞれ、安価な構成で、電動機の負荷を正確に検出することができる。このため、本発明によれば、リップル補正部の機能を、安価に実現することができる。

【0107】請求項11記載の発明によれば、インバータ制御装置内部の出力指令値が不安定である場合に、制御ゲイン調整部によってコンバータ制御装置が用いる制御ゲインを変更することができる。このため、本発明によれば、直流電圧に残存する電圧リップルに起因する電動機の回転ムラを更に小さくすることができ、電動機の静粛性を更に高めることができる。

【0108】請求項12記載の発明によれば、インバータ制御装置内部の出力指令値が不安定である場合に、コンバータ制御装置の制御指令値に補正値を加えることができる。このため、本発明によれば、直流電圧に残存する電圧リップルに起因する電動機の回転ムラを更に小さくすることができ、電動機の静粛性を更に高めることができる。

【0109】請求項13記載の発明によれば、上記のコンバータ制御装置とインバータ制御装置とを有する電動機の駆動制御装置を用いて、優れた静粛性を確保しつつ圧縮機を効率よく駆動することができる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の実施の形態1の駆動制御装置のブロック図である。

【図2】 図1に示すコンバータ制御装置のブロック図である。

【図3】 図1に示すインバータ制御装置のブロック図である。

【図4】 図1に示すコンバータ制御装置の内部で生成される入力電圧および入力電流の波形である。

【図5】 図1に示すインバータ制御装置から電動機の1つの相に供給される駆動信号の波形を示す図である。

【図6】 図1に示す電源周期に起因する電圧リップルと電圧検出タイミングとを示す図である。

【図7】 図1に示すコンバータ制御装置による制御に起因する電圧リップルの重畳した直流電圧の波形、および、コンバータ制御装置およびインバータ制御装置において電圧制御が開始されるタイミングを示す図である。

【図 8】 本発明の実施の形態 2 の駆動制御装置が備えるコンバータ制御装置のブロック図である。

【図 9】 電源周期に起因する電圧リップルの重畳した直流電圧の波形を示す図である。

【図 10】 コンバータ制御装置が電圧制御を開始するタイミングの一例（実施の形態に対する対比例）を示す図である。

【図 11】 コンバータ制御装置が高速で電圧制御を実行する場合の動作を説明するための図である。

【図 12】 本発明の実施の形態 2 の駆動制御装置においてコンバータ制御装置が採用する電圧制御の開始タイミングを示す図である。

【図 13】 本発明の実施の形態 3 の駆動制御装置のブロック図である。

【図 14】 図 13 に示すリップル補正部のブロック図である。

【図 15】 電源周期に起因する電圧リップルの重畳した直流電圧の波形および図 13 に示すリップル補正部で生成される補正パターンを示す図である。

【図 16】 本発明の実施の形態 3 の駆動制御装置の第 1 変形例のブロック図である。

【図 17】 本発明の実施の形態 3 の駆動制御装置の第

2 変形例のブロック図である。

【図 18】 本発明の実施の形態 4 の駆動制御装置のブロック図である。

【図 19】 本発明の実施の形態 5 の駆動制御装置のブロック図である。

【図 20】 図 19 に示すコンバータ制御装置の補正部分のブロック図である。

【図 21】 本発明の実施の形態 6 の駆動制御装置のブロック図である。

【図 22】 デューティ比 100% の駆動信号の波形を示す図である。

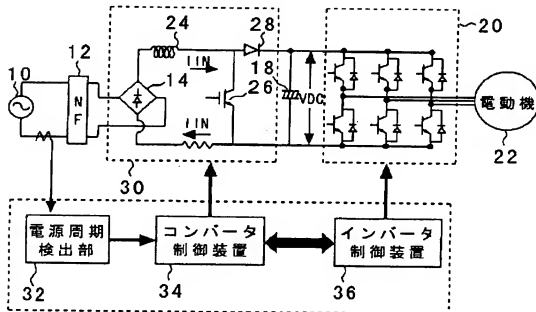
【図 23】 図 21 に示す駆動制御装置において用いられる駆動信号の波形を示す図である。

【図 24】 従来の電動機の駆動制御装置のブロック図である。

【符号の説明】

10 交流電源、 20 インバータ、 22 電動機、 30 コンバータ、 32 電源周期検出部、 34 コンバータ制御装置、 36 インバータ制御装置、 84 リップル補正部、 92 制御ゲイン調整部、 94 制御出力値補正部、 96 圧縮機。

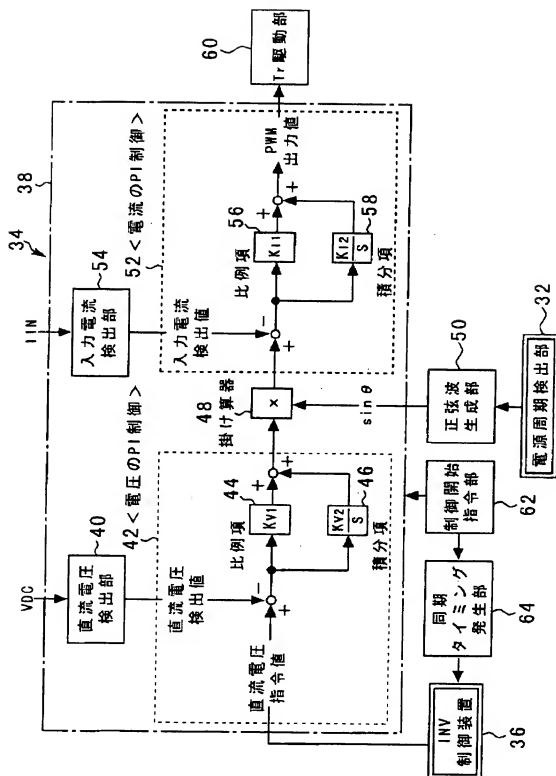
【図 1】



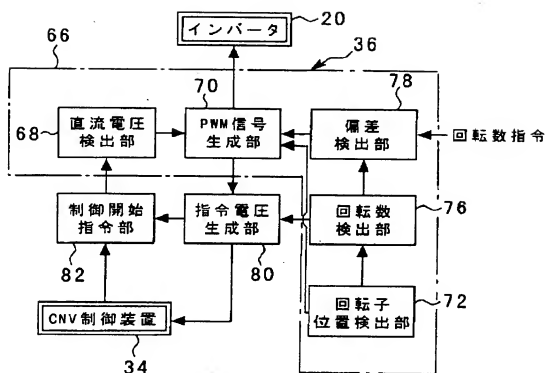
【図 6】



【図 2】

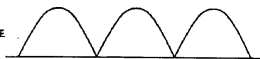


【図3】

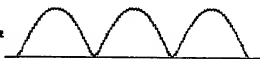


【図4】

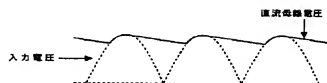
(A) 入力電圧



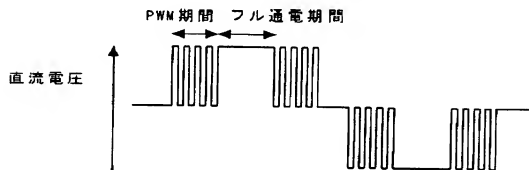
(B) 入力電圧



【図9】



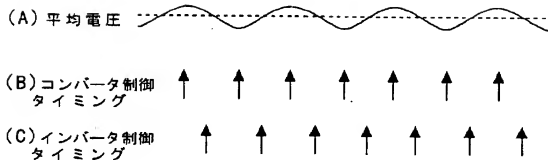
【図5】



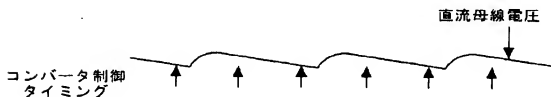


【図7】

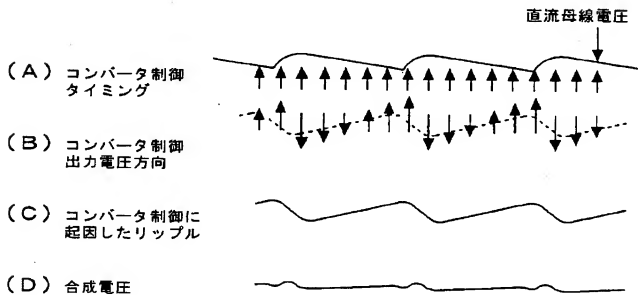
制御に起因した電圧リップル



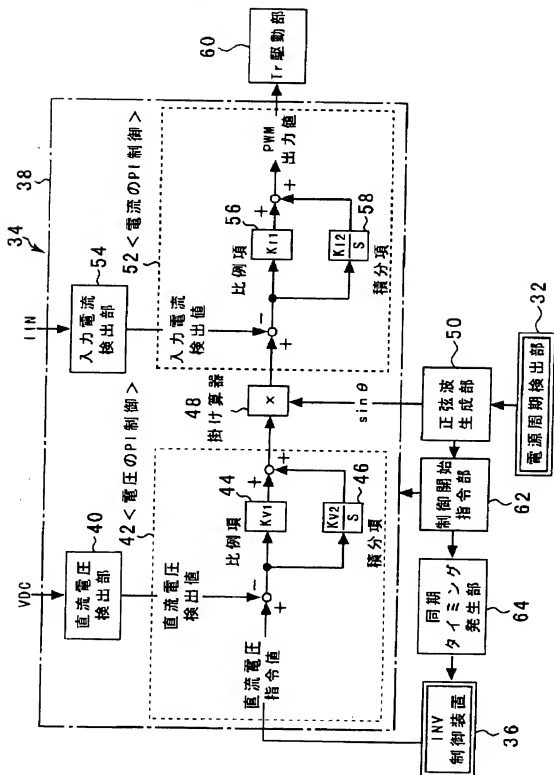
【図10】



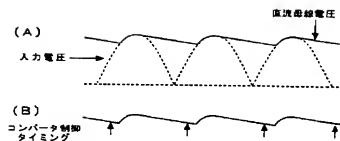
【図11】



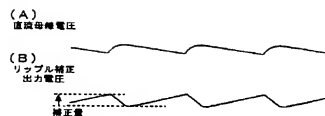
Ir 堅動部



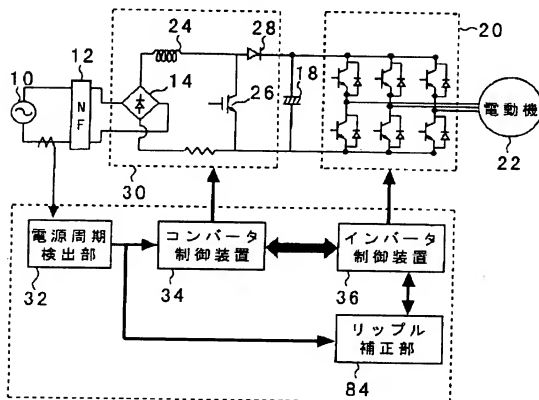
【図12】



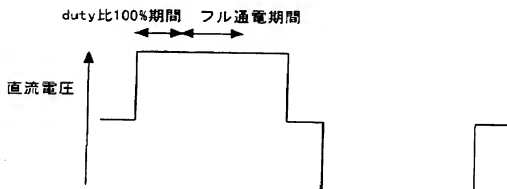
【図15】



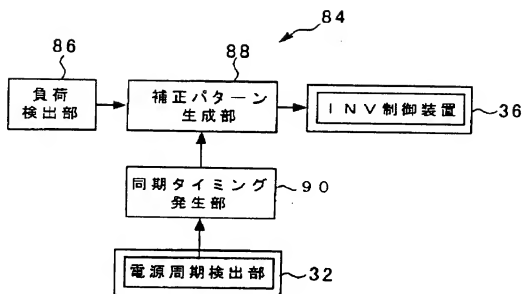
【図13】



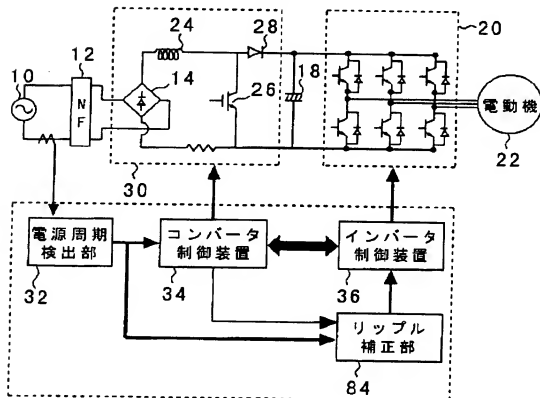
【図22】



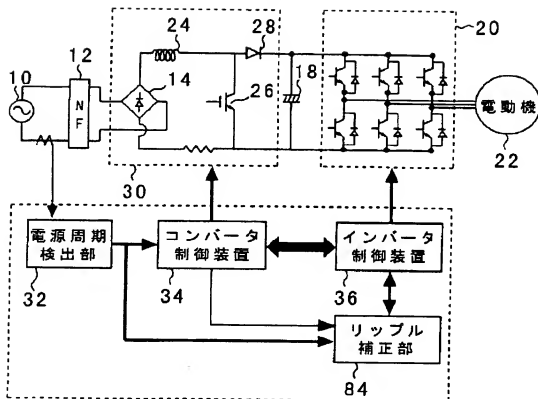
【図14】



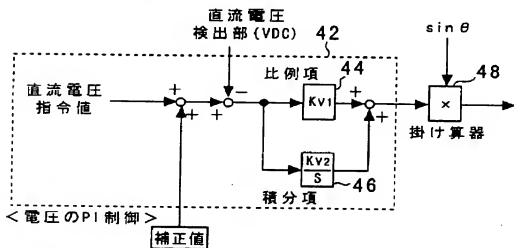
【図16】



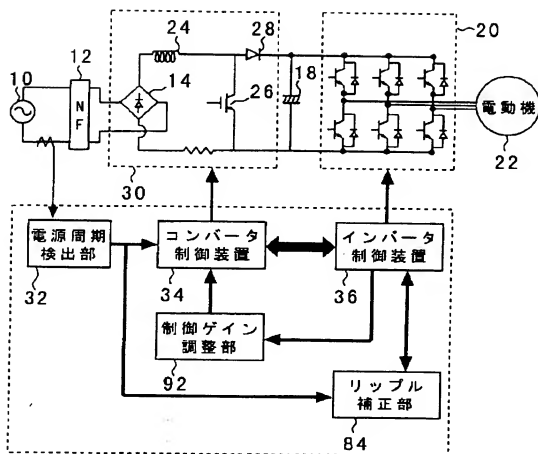
【図17】



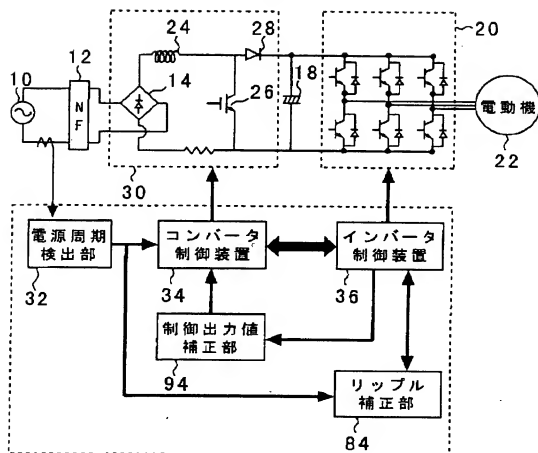
【図20】



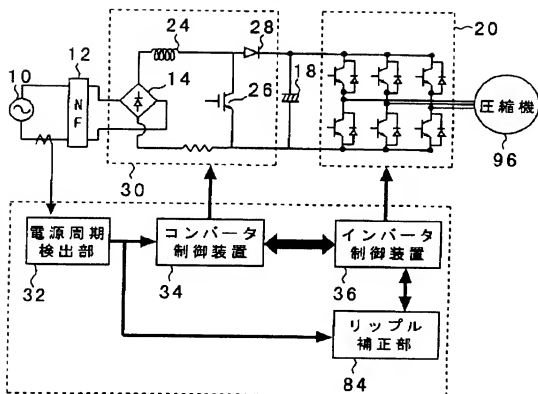
【図 18】



【図19】

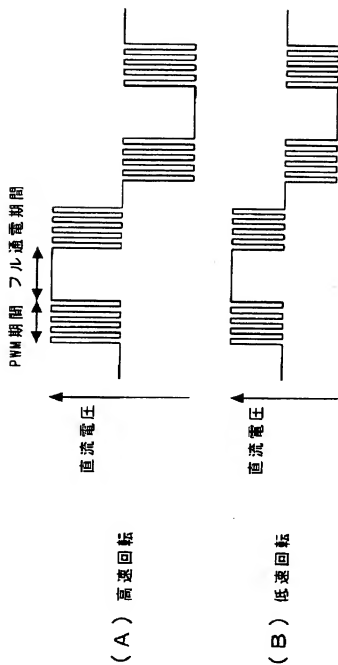


【図 21】

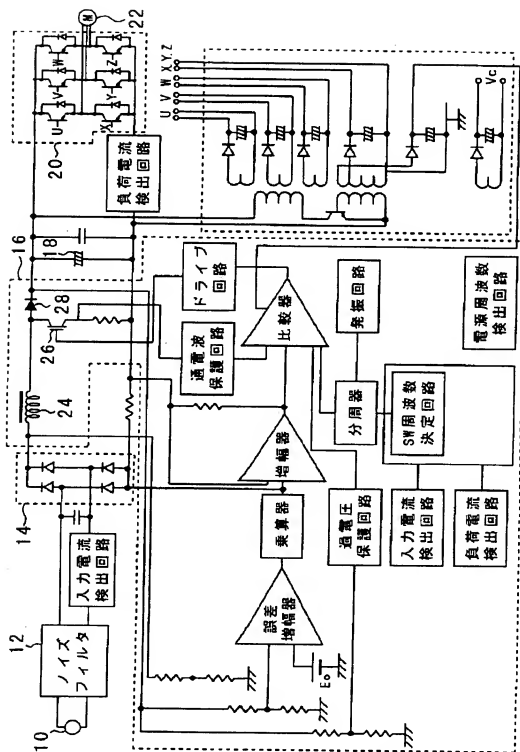




【図 23】



【図24】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5H006 AA02 AA03 AA06 AA07 BB05  
CA01 CA07 CB01 CC08 DA02  
DA04 DB05 DC02 DC04 DC05  
DC07  
5H007 AA01 AA04 AA07 BB06 CA01  
CB02 CB05 CC12 DA03 DA05  
DA06 DB05 DB12 DC02 DC04  
DC05 DC07 EA03 EA22  
5H576 AA10 BB02 BB04 BB09 CC05  
DD02 DD07 EE11 EE18 EE19  
GG02 GG04 GG05 GG08 GG10  
HA02 HB02 HB10 JJ02 JJ03  
JJ08 JJ23 JJ24 JJ25 KK06  
KK08 LL12 LL22 LL24 LL39  
LL41 LL60 PP03

【公報種別】特許法第17条の2の規定による補正の掲載

【部門区分】第7部門第4区分

【発行日】平成15年5月9日(2003.5.9)

【公開番号】特開2000-102290(P2000-102290A)

【公開日】平成12年4月7日(2000.4.7)

【年通号数】公開特許公報12-1023

【出願番号】特願平10-271393

【国際特許分類第7版】

H02P 7/63 302

H02M 7/12

7/217

7/48

7/5395

【F1】

H02P 7/63 302 D

H02M 7/12 0

7/217

7/48 F

7/5395

【手続補正書】

【提出日】平成15年1月27日(2003.1.27)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】特許請求の範囲

【補正方法】変更

【補正内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】交流電圧を直流電圧に変換するコンバータと、前記直流電圧の幅で振幅する駆動信号を電動機に供給するインバータとを備える電動機の駆動制御装置であって、

前記コンバータから出力される前記直流電圧を電圧指令値に一致させるための電圧制御を繰り返し実行するコンバータ制御装置と、

前記インバータから出力される駆動信号を前記直流電圧を基礎として制御するための電圧制御を繰り返し実行するインバータ制御装置とを備えると共に、

前記コンバータ制御装置による電圧制御と前記インバータ制御装置による電圧制御とが同期して行われることを特徴とする電動機の駆動制御装置。

【請求項2】前記インバータ制御装置による電圧制御は、前記コンバータ制御装置による電圧制御が開始された後、前記直流電圧が平均電圧となるのに要する所定時間が経過した時点で開始されることを特徴とする請求項1記載の電動機の駆動制御装置。

【請求項3】前記コンバータ制御装置は、前記電圧制御を電源電圧の変動周期と同期して繰り返し実行するこ

とを特徴とする請求項1または2記載の電動機の駆動制御装置。

【請求項4】交流電圧を直流電圧に変換するコンバータと、前記直流電圧の幅で振幅する駆動信号を電動機に供給するインバータと、を備える電動機の駆動制御装置であって、

前記直流電圧を電圧指令値に一致させるための電圧制御を電源電圧の変動周期と同期して繰り返し実行するコンバータ制御装置を備えることを特徴とする電動機の駆動制御装置。

【請求項5】前記インバータ制御装置が実行する電圧制御は、電動機に供給される駆動信号をデューティ比とするPWM制御であると共に、

前記コンバータ制御装置に供給される電圧指令値は、前記駆動信号のデューティ比が100%未満となるように設定されることを特徴とする請求項1乃至4の何れか1項記載の電動機の駆動制御装置。

【請求項6】前記インバータ制御装置が実行する電圧制御は、電動機に供給される駆動信号をデューティ比とするPWM制御であり、前記コンバータ制御装置に供給される電圧指令値は、前記駆動信号のデューティ比が所定値となるように設定され、かつ、

前記所定値は、前記直流電圧に重畳するリップルを補正するうえで必要な裕度

を100%から減じた値であることを特徴とする請求項1乃至4の何れか1項記載の電動機の駆動制御装置。

【請求項7】電源周期に起因して前記直流電圧に重畳

する電圧リップルを相殺するためのリップル補正部を備えると共に、

前記インバータ制御装置は、前記リップル補正部に基づいて、電源周期に起因する電圧リップルの影響が電動機に及ぶのを阻止するための補正を行うことを特徴とする請求項1乃至6の何れか1項記載の電動機の駆動制御装置。

【請求項8】 前記リップル補正部は、電動機の回転数と前記インバータの出力電圧とに基づいてリップル補正を行うことを特徴とする請求項7記載の電動機の駆動制御装置。

【請求項9】 前記リップル補正部は、交流電源からコンバータに流入する入力電流に基づいてリップル補正を行うことを特徴とする請求項7記載の電動機の駆動制御装置。

【請求項10】 前記リップル補正部は、コンバータから出力される前記直流電圧と電動機の回転数とに基づいてリップル補正を行うことを特徴とする請求項7記載の電動機の駆動制御装置。

【請求項11】 前記インバータ制御装置の出力指令値が所定時間中に変動する場合に、その出力指令値が安定するように、前記コンバータ制御装置による電圧制御の制御ゲインを変更する制御ゲイン調整部を備えることを特徴とする請求項1乃至10の何れか1項記載の電動機の駆動制御装置。

【請求項12】 前記インバータ制御装置の出力指令値が所定時間中に変動する場合に、その出力指令値が安定するように、前記コンバータ制御装置の出力指令値に補正を施す制御出力値補正部を備えることを特徴とする請求項1乃至10の何れか1項記載の電動機の駆動制御装置。

【請求項13】 前記電動機は圧縮機の駆動源であることを特徴とする請求項1乃至12の何れか1項記載の電動機の駆動制御装置。

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0013

【補正方法】変更

【補正内容】

【0013】請求項5記載の発明は、請求項1乃至4の何れか1項記載の電動機の駆動制御装置であって、前記インバータ制御装置が実行する電圧制御は、電動機に供給される駆動信号をデューティ比とするPWM制御であると共に、前記コンバータ制御装置に供給される電圧指令値は、前記駆動信号のデューティ比が100%未満となるように設定されることを特徴とするものである。

【手続補正3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0014

【補正方法】変更

【補正内容】

【0014】請求項6記載の発明は、請求項1乃至4の何れか1項記載の電動機の駆動制御装置であって、前記インバータ制御装置が実行する電圧制御は、電動機に供給される駆動信号をデューティ比とするPWM制御であり、前記コンバータ制御装置に供給される電圧指令値は、前記駆動信号のデューティ比が所定値となるように設定され、かつ、前記所定値は、前記直流電圧に重畳するリップルを補正するうえで必要な裕度を100%から減じた値であることを特徴とするものである。

【手続補正4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0015

【補正方法】変更

【補正内容】

【0015】請求項7記載の発明は、請求項1乃至6の何れか1項記載の電動機の駆動制御装置であって、電源周期に起因して前記直流電圧に重畳する電圧リップルを相殺するためのリップル補正部を備えると共に、前記インバータ制御装置は、前記リップル補正部に基づいて、電源周期に起因する電圧リップルの影響が電動機に及ぶのを阻止するための補正を行うことを特徴とするものである。

【手続補正5】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0016

【補正方法】変更

【補正内容】

【0016】請求項8記載の発明は、請求項7記載の電動機の駆動制御装置であって、前記リップル補正部は、電動機の回転数と前記インバータの出力電圧とに基づいてリップル補正を行うことを特徴とするものである。

【手続補正6】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0017

【補正方法】変更

【補正内容】

【0017】請求項9記載の発明は、請求項7記載の電動機の駆動制御装置であって、前記リップル補正部は、交流電源からコンバータに流入する入力電流に基づいてリップル補正を行うことを特徴とするものである。

【手続補正7】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0018

【補正方法】変更

【補正内容】

【0018】請求項10記載の発明は、請求項7記載の電動機の駆動制御装置であって、前記リップル補正部は、コンバータから出力される前記直流電圧と電動機の回転数とに基づいてリップル補正を行うことを特徴とす

るものである。

【手続補正 8】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0104

【補正方法】変更

【補正内容】

【0104】請求項5または6記載の発明によれば、電動機に供給される駆動信号をPWM制御することにより、電動機の駆動状態を精度良く制御することができ

る。また、本発明によれば、その駆動信号のデューティ比が100%未満の適当な値となるように、コンバータ制御装置によって直流電圧が適当に制御される。その結果、駆動信号のデューティ比に、直流電圧のリップル分を補正するために必要な裕度が与えられる。従って、本発明によれば、直流電圧に重畳するリップルの影響が電動機の動作状態に及ぶのを阻止するうえで好適な状態を実現することができる。